

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004 年 8 月 26 日 (26.08.2004)

PCT

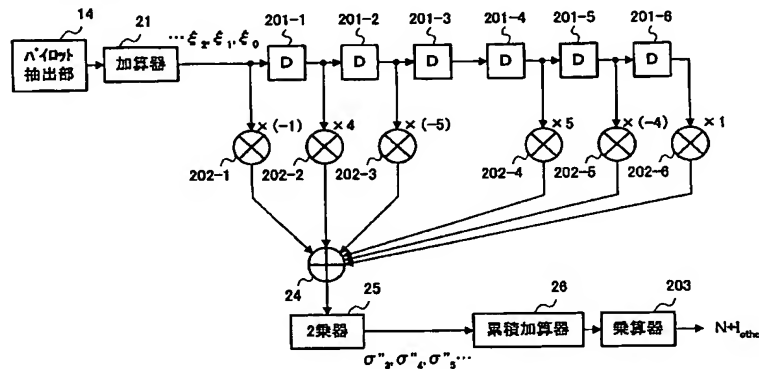
(10) 国際公開番号
WO 2004/073223 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H04J 11/00, 1/00 式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ (NTT DOCOMO, INC.); 〒1006150 東京都千代田区永田町二丁目 1 番 1 号 Tokyo (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/001633
- (22) 国際出願日: 2004 年 2 月 16 日 (16.02.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ: 特願2003-038935 2003 年 2 月 17 日 (17.02.2003) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社 (PANASONIC MOBILE COMMUNICATIONS CO., LTD.) [JP/JP]; 〒2238639 神奈川県横浜市港北区綱島東4-3-1 Kanagawa (JP). 株
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 福岡 将 (FUKUOKA, Masaru). 須増 淳 (SUMASU, Atsushi). 安部田 貞行 (ABETA, Sadayuki). 前田 規行 (MAEDA, Noriyuki). 新 博行 (ARATASHI, Hiroyuki).
- (74) 代理人: 鷺田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034 東京都多摩市鶴牧1丁目24-1新都市センタービル5階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR,

[続葉有]

(54) Title: NOISE POWER ESTIMATION METHOD AND NOISE POWER ESTIMATION DEVICE

(54) 発明の名称: 雑音電力推定方法及び雑音電力推定装置



14...PILOT EXTRACTION SECTION
21...ADDER
25...SQUARE DEVICE
26...ACCUMULATION ADDER
203...MULTIPLIER

(57) Abstract: A pilot extraction section (14) extracts a pilot signal from a reception signal. An adder (21) performs in-phase addition of a correlation value of a plurality of pilot signals for each sub-carrier. Delay devices (201-1 to 201-6) temporarily hold one in-phase addition value. Multipliers (202-1 to 202-6) multiply the in-phase addition value output from the delay devices by a predetermined coefficient. The predetermined coefficient reflects the result of a plurality of corrections of the difference of the line fluctuation in different sub-carriers generated when calculating the noise power per one sub-carrier. The respective multiplication results are added by an adder (24) and squared by a square device (25). An accumulation adder (26) accumulates and adds the squared values for all the sub-carriers. The multiplier (203) multiplies the accumulated added value by a predetermined value so as to average it. Thus, it is possible to improve the noise power estimation accuracy even when the adjacent sub-carriers have lowered correlation due to frequency selection fading.

(57) 要約: パイロット抽出部 14 は、受信信号からパイロット信号を抽出する。加算器 21 は、サブキャリア毎に複数のパイロット信号の相関値を同相加算する。遅延器 201-1 ~ 201-6 は、1つの同相加算値を一時保持する。乗算器 202-1 ~ 202-6 は、遅延器から出力された同相加算値に所定の係数を乗算する。所定の係数は、1サブキャリア当たりの雑音電力を算出する際に生じる異なるサブキャリアにおける回線変動の差分を、複数回補正した結果を反映している。それ

[続葉有]



BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG,

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

それぞれの乗算結果を加算器24で加算し、2乗器25で2乗する。累積加算器26は、2乗された値を全サブキャリア分累積加算する。乗算器203は、累積加算値に所定の値を乗算することで平均化する。これにより、周波数選択性フェージングによって、隣接するサブキャリア間の相関性が低くなっても、雑音電力の推定精度を向上させることができる。

明 細 書

雑音電力推定方法及び雑音電力推定装置

5 技術分野

本発明は、雑音電力推定方法及び雑音電力推定装置に関し、例えば、無線受信装置に適用して好適なものである。

背景技術

- 10 従来、MC-CDMA (Multi Carrier-Code Division Multiple Access) 方式には、周波数領域に拡散する方式がある。この方式では、情報データ列を与えられた拡散符号系列で拡散した後、それぞれのチップを異なるサブキャリアにマッピングするものである。図1は、周波数領域拡散を行うMC-CDMA
- 15 P-PICH (Primary-Pilot Channel) を斜線で、D-PICH (Dedicated-Pilot Channel) を網掛けで、DPCH (Dedicated Physical Channel) を白抜きで示した。P-PICHはセルサーチ及び同期トラッキング用のパイロットであり、D-PICHは適応無線パラメータ制御用のSIR推定やDPCHの回線推定、ドップラー周波数推定に用いられるパイロットである。
- 20 この図に示したパケットでは、1フレーム (54シンボル) が2スロットから構成されている。1フレームについて、P-PICH、D-PICH及びDPCHが時分割配置されている。この図からも分かるように、D-PICHは1フレーム中に4シンボルが配置されている。

- 25 従来、適応変調やリソース割り当て等の制御を最適に行うため、受信信号の品質を正しく測定する必要がある。受信信号の品質として雑音電力を用いることがある。雑音電力には、受信機内部で発生する熱雑音と、伝搬路中で他セルの干渉によって発生する雑音が含まれる。1フレーム当たりの雑音電力 (N+

I_{other} という) の推定には、上述したパケット構成における $D-PICH$ が用いられる。以下、従来の雑音電力 ($N + I_{\text{other}}$) 推定方法について説明する。

図 2 は、従来の受信系の構成を示すブロック図である。この図において、無線処理部 11 は、通信相手局から送信された信号をアンテナを介して受信し、
5 受信した信号にダウンコンバートや A/D 変換などの所定の無線処理を行い、無線処理後の信号を GI 除去部 12 に出力する。GI 除去部 12 は、無線処理部 11 から出力された信号のガードインターバルを除去し、除去した信号を FFT 部 13 に出力する。FFT 部 13 は、GI 除去部 12 から出力された信号に対して高速フーリエ変換を行うことにより、それぞれのサブキャリアにより
10 伝送された信号を取得する。取得したサブキャリア毎の信号は、パイロット抽出部 14 に出力される。

パイロット抽出部 14 は、FFT 部 13 から出力されたサブキャリア毎の信号から、時間多重された $PICH$ (Pilot CHannel) を抽出し、抽出した $PICH$ を雑音電力推定部 15 に出力する。一方、 $PICH$ 以外の信号を P/S 変
15 換部 16 に出力する。

雑音電力推定部 15 は、パイロット抽出部 14 から出力された $PICH$ に基づいて、雑音電力を推定する。雑音電力推定部 15 の詳細については後述する。

P/S 変換部 16 は、パイロット抽出部 14 から出力された $PICH$ 以外の信号に対して P/S 変換処理を施し、P/S 変換後の信号を逆拡散部 17 に出
20 力する。逆拡散部 17 は、P/S 変換された信号に所定の拡散符号を乗算することで逆拡散を行い、逆拡散後の信号を復調部 18 に出力する。復調部 18 は、逆拡散部 17 から出力された逆拡散後の信号に復調処理を施し、復号部 19 に出力する。復号部 19 は、復調部 18 から出力された信号にターボ復号等の復号処理を施し、誤り検出部 20 に出力する。誤り検出部 20 は、復号部 19 から
25 出力された信号の誤り検出を行い、誤りが検出されなければデータを出力する。

図 3 は、従来における雑音電力推定部 15 の内部構成を示すブロック図であ

る。加算器 2 1 は、パイロット抽出部 1 4 から出力された P I C H を用いてサブキャリア i の時間方向のパイロットシンボル相関・同相加算値 (ξ_i) を算出し、サブキャリア毎の算出結果を遅延器 2 2 - 1 (図中 D で示す) 及び乗算器 2 3 - 1 に出力する。

- 5 遅延器 2 2 - 1 は、加算器 2 1 から出力されたサブキャリア毎の ξ を次の ξ が入力されるまで遅延させ、遅延器 2 2 - 2 及び乗算器 2 3 - 2 に出力する。遅延器 2 2 - 2 ~ 2 2 - 4 についても同様であり、これらの遅延器は加算器 2 1 から出力された $\xi_{i-2} \sim \xi_{i+1}$ ($i = 0 \sim 767$ とする) をそれぞれ一つずつ遅延させ、各遅延器に接続された乗算器に ξ を出力する。ただし、遅延器 2 2 - 10 2 から乗算器への出力はない。ここでは 768 本のサブキャリアを用いることにし、768 個の ξ について遅延が行われるものとする。

- 乗算器 2 3 - 1 ~ 2 3 - 4 は、所定の係数が予め論理的に算出されており、それぞれ入力される ξ に所定の係数を乗算し、加算器 2 4 に出力する。加算器 2 4 は、入力された 4 個分の ξ を加算し、2 乗器 2 5 に出力する。2 乗器 2 5 15 は、加算器 2 4 から出力された値を 2 乗し、各サブキャリアの雑音電力を算出する。累積加算器 2 6 は、2 乗器 2 5 から出力された各サブキャリアの雑音電力を累積加算し、加算結果を乗算器 2 7 に出力する。乗算器 2 7 は、累積加算器 2 6 から出力された加算値に、所定の係数を乗算し、 $N + I_{\text{other}}$ を算出する。

- 図 4 は、P I C H を時間とサブキャリアの関係で示した図である。この図に 20 おいて、縦軸はサブキャリアの番号 (サブキャリア i : $i = 0 \sim N_c - 1$) を、横軸は時間を示し、P I C H を r_{ij} として示した。なお、 N_c は使用するサブキャリア数である。 r_{ij} はサブキャリア i の P I C H シンボル j の受信信号の相関値であり、スクランブルコード、パイロットシンボルパターンを取り除いたものである。例えば、サブキャリア 1 で伝送される P I C H は、 $r_{1,0}$ 、 $r_{1,1}$ 、 $r_{1,2}$ 、 $r_{1,3}$ となる。 25

次に、雑音電力推定部 1 5 で行われる演算について、式を用いて説明する。加算器 2 1 では、 r_{ij} を用いてサブキャリア毎の時間方向のパイロットシンボ

ル相関・同相加算値（ ξ ）が得られる。具体的には、以下の式により求められる。

$$\xi_i = \frac{1}{4} \sum_{j=0}^3 r_{i,j} \quad \dots (1)$$

なお ξ_i は回線変動成分 h_i と雑音成分 n_i とを用いて、 $\xi_i = h_i + n_i$ と表すこともできる。加算器 2 1 で算出された ξ_i は、遅延器 2 2 - 1 及び乗算器 2 3 - 1 に順次送られる。

以下、サブキャリア i に着目して具体的に $N + I_{\text{other}}$ 求めてみる。ここでは、1 サブキャリア当たりの雑音電力を算出する際に、隣接する 2 サブキャリアの ξ を平均化して用いる場合について説明する。

$$10 \quad \varepsilon_{i-0.5} = \frac{1}{2}(h_{i-1} + n_{i-1}) + \frac{1}{2}(h_i + n_i) \quad \dots (2)$$

$$\varepsilon_{i+0.5} = \frac{1}{2}(h_i + n_i) + \frac{1}{2}(h_{i+1} + n_{i+1}) \quad \dots (3)$$

$\varepsilon_{i-0.5}$ と $\varepsilon_{i+0.5}$ はサブキャリア番号 $i - 1$ 及び i とサブキャリア番号 i 及び $i + 1$ の ξ をそれぞれ平均化した値である。仮に、雑音がない状態であり、かつ隣接するサブキャリア間の相関が 1 であれば、 $\varepsilon_{i-0.5}$ から $\varepsilon_{i+0.5}$ を引いた値が 0 になる。したがって、差分として得られた値が雑音成分であると考えられる。このようにして求められる雑音成分を 2 乗することでサブキャリア i についての雑音電力が求められる。すなわち、

$$\sigma_i = |\varepsilon_{i-0.5} - \varepsilon_{i+0.5}|^2 \quad \dots (4)$$

と表され、(2) 式及び (3) 式より、以下の (5) 式が導かれる。

$$20 \quad \sigma_i = \left| \frac{1}{2}(h_{i-1} - h_{i+1}) + \frac{1}{2}(n_{i-1} - n_{i+1}) \right|^2 \quad \dots (5)$$

ここで、サブキャリア $i - 1 \sim i + 1$ では、必ずしも隣接する搬送波間の相関が 1 とはならず、回線変動 h についての差分が生じてしまう場合がある。すなわち、 h_{i-1} から h_{i+1} を引いた値が 0 にならないので、求めたい σ_i について

誤差が生じてしまう。そこで、回線変動による誤差を小さくするため補正を加えると、次の(6)式となる。

$$\sigma_i' = \left| \frac{1}{2}(h_{i-1} - h_{i+1}) + \frac{1}{2}(n_{i-1} - n_{i+1}) - \frac{1}{2}(\hat{h}_{i-1} - \hat{h}_{i+1}) \right|^2 \quad \dots (6)$$

ここで、 \hat{h}_{i-1} はサブキャリア $i-1$ に隣接する複数のサブキャリアの ξ に
5 ついて平均して得られる値であり、以下の(7)式により求められる。

$$\begin{aligned} \hat{h}_{i-1} &= \frac{1}{2}(\varepsilon_{i-1.5} + \varepsilon_{i-0.5}) \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2}(h_{i-2} + n_{i-2}) + \frac{1}{2}(h_{i-1} + n_{i-1}) + \frac{1}{2}(h_{i-1} + n_{i-1}) + \frac{1}{2}(h_i + n_i) \right\} \\ &= \frac{1}{4}(h_{i-2} + 2h_{i-1} + h_i + n_{i-2} + 2n_{i-1} + n_i) \quad \dots (7) \end{aligned}$$

一方、同様に、 \hat{h}_{i+1} は以下の(8)式により求められる。

$$\begin{aligned} 10 \quad \hat{h}_{i+1} &= \frac{1}{2}(\varepsilon_{i+0.5} + \varepsilon_{i+1.5}) \\ &= \frac{1}{4}(h_i + 2h_{i+1} + h_{i+2} + n_i + 2n_{i+1} + n_{i+2}) \quad \dots (8) \end{aligned}$$

このように、複数のサブキャリアにわたる ξ を用いて平均化することで、より正確な h を求めることができ、 σ_i の誤差を小さくすることができる。(6)式に(7)式及び(8)式を代入すると、次の(9)式が得られる。

$$15 \quad \sigma_i' = \left(\frac{1}{8} \right)^2 \left| -(h_{i-2} - h_i) + 2(h_{i-1} - h_{i+1}) - (h_i - h_{i+2}) - n_{i-2} + 2n_{i-1} - 2n_{i+1} + n_{i+2} \right|^2 \quad \dots (9)$$

ここで、各回線変動成分の差分が等しいとして、 $h_{i-1} - h_{i+1} = h_{i-2} - h_i = h_i - h_{i+2} = \Delta$ とすると、以下の式(10)が成り立つ。

$$2\Delta = 2(h_{i-1} - h_{i+1}) = (h_{i-2} - h_i) + (h_i - h_{i+2}) \quad \dots (10)$$

(10)式を用いて(9)式を近似すると、次式(11)が得られる。

$$\sigma_i' = \left(\frac{1}{8}\right)^2 \left| -n_{i-2} + 2n_{i-1} - 2n_{i+1} + n_{i+2} \right|^2 \quad \dots \quad (11)$$

(11) 式は、2乗器25で行われる演算であり、実際には n を ξ に置き換えて計算される。

$$\sigma_i' = \left(\frac{1}{8}\right)^2 \left| -\xi_{i-2} + 2\xi_{i-1} - 2\xi_{i+1} + \xi_{i+2} \right|^2 \quad \dots \quad (12)$$

- 5 この式において、各 ξ の係数は乗算器23-1～23-4にそれぞれ設定された係数である。すなわち、これらの乗算器では(12)式の一部が計算されることになる。2乗器25で算出された結果は、累積加算器26に出力される。よって(11)式において、 $n_{i-2} \sim n_{i+2}$ はガウス分布の確率分布にしたがうものとして、平均電力を $(n_a)^2$ とすると(13)式のように表すことができる。

$$10 \quad \sigma_i' = \left(\frac{1}{8}\right)^2 \cdot 9(n_a)^2 \quad \dots \quad (13)$$

$\alpha = (1/8)^2(9)$ とおくと、雑音電力($N + I_{\text{other}}$)は次のようになる。

$$N + I_{\text{other}} = \frac{4}{\alpha} \cdot \left(\sigma_2'' + \sigma_3'' + \sigma_4'' \dots + \sigma_{N_c-3}'' \right) / (N_c - 4) \quad \dots \quad (14)$$

- 15 なお、累積加算器26では、2乗器25から出力された σ' について累積加算され、乗算器27では、 $4 / ((N_c - 4) \times \alpha)$ が乗算され、 $N + I_{\text{other}}$ が推定される。ここで、4を乗算したのは、 ξ を求める際に4つのパイロットシンボルを用いて平均化したので、1フレーム当たりの雑音電力($N + I_{\text{other}}$)に反映させるためである。また、 $N_c - 4$ で除算したのは、累積加算した σ' の数が $N_c - 4$ であり、平均化するためである。

上述した方法により、従来、雑音電力の推定が行われていた。

- 20 しかしながら、上記従来の雑音電力を推定する方法では、周波数選択性フェージング等の影響により、各サブキャリアにおける回線変動が大きいと、精度よく雑音電力を推定することができないという問題がある。

発明の開示

本発明の目的は、周波数選択性フェージングによって、隣接するサブキャリア間の相関性が低くなっても、雑音電力の推定精度を向上させる雑音電力推定方法及び雑音電力推定装置を提供することである。

- 5 上記目的は、1フレーム当たりの雑音電力 ($N + I_{\text{other}}$) を推定する際に、異なるサブキャリアにおける回線変動の差分を複数回繰り返し補正することにより達成される。

図面の簡単な説明

- 10 図1は、MC-CDMA方式の packets 構成を示す図、
 図2は、従来の受信系の構成を示すブロック図、
 図3は、従来の雑音電力推定部の内部構成を示すブロック図、
 図4は、P I C H を時間とサブキャリアの関係で示した図、
 図5は、本発明の実施の形態1に係る雑音電力推定部の内部構成を示すブ
15 ック図、
 図6は、本発明の実施の形態2に係る受信系の構成を示すブロック図、
 図7は、本発明の実施の形態2に係る雑音電力推定部の内部構成を示すブ
 ック図、
 図8は、本発明の実施の形態3に係る雑音電力推定部の内部構成を示すブ
20 ック図、
 図9は、本発明の実施の形態4に係る雑音電力推定部の内部構成を示すブ
 ック図、及び、
 図10は、本発明の実施の形態5に係る受信系の構成を示すブロック図であ
 る。

25

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態について図面を用いて説明する。

(実施の形態 1)

図 5 は、本発明の実施の形態 1 に係る雑音電力推定部の内部構成を示すブロック図である。ただし、この図において、図 3 と共通する部分は図 3 と同一の符号を付し、その詳しい説明は省略する。図 5 が図 3 と異なる点は、遅延器と乗算器の数をそれぞれ増やした点であり、乗算器 202-1 ~ 202-6 及び乗算器 203 については係数を変更したものである。

加算器 21 は、パイロット抽出部 14 から出力された PICH を用いてサブキャリア i の時間方向のパイロットシンボル相関・同相加算値 (ξ_i) を算出し、サブキャリア毎の算出結果を遅延器 201-1 (図中 D で示す) 及び乗算器 202-1 に出力する。

遅延器 201-1 ~ 201-6 は、加算器 21 から出力された $\xi_{i-3} \sim \xi_{i+2}$ ($i = 0 \sim 767$ とする) をそれぞれ一つずつ遅延させ、各遅延器に接続された乗算器に ξ を出力する。ただし、遅延器 201-3 から乗算器への出力はない。

乗算器 202-1 ~ 202-6 は、予め所定の係数が設定されており、それぞれ入力される ξ に所定の係数を乗算し、加算器 24 に出力する。

乗算器 203 は、累積加算器 26 から出力された値に $4 / ((N_c - 6) \alpha)$ を乗算し、 $N + I_{\text{other}}$ を算出する。なお、 N_c は使用するサブキャリア数であり、 α は定数である。

次に、上述した雑音電力推定部で行われる演算について、式を用いて説明する。ただし、上述した (1) 式 ~ (9) 式までの過程は同一なので、(9) 式以降について説明する。(9) 式において、さらに、回線変動成分 h による誤差を軽減するため、(6) 式同様の補正を加える。これは、周波数選択性フェージングによりサブキャリア間の変動が生じた場合、隣接サブキャリアの相関性が低くなり、サブキャリア同士の回線変動成分を差し引いた値が大きくなってしまいうので、精度のよい雑音電力 ($N + I_{\text{other}}$) を推定するためである。(9) 式に補正を加えると次の (15) 式となる。

$$\sigma_i'' = \left(\frac{1}{8}\right)^2 \left\{ -(h_{i-2} - h_i) + 2(h_{i-1} - h_{i+1}) - (h_i - h_{i+2}) \right\} - \left\{ -(\hat{h}_{i-2} - \hat{h}_i) + 2(\hat{h}_{i-1} - \hat{h}_{i+1}) - (\hat{h}_i - \hat{h}_{i+2}) \right\} \\ - n_{i-2} + 2n_{i-1} - 2n_{i+1} + n_{i+2} \Big|^2 \quad \dots (15)$$

ここで、(15)式を展開すると、(16)式になる。

$$\sigma_i'' = \left(\frac{1}{8}\right)^2 \left(\frac{1}{4}\right)^2 \left\{ (h_{i-3} - h_{i-1}) - 4(h_{i-2} - h_i) + 6(h_{i-1} - h_{i+1}) - 4(h_i - h_{i+2}) + (h_{i+1} - h_{i+3}) \right. \\ \left. + n_{i-3} - 4n_{i-2} + 5n_{i-1} - 5n_{i+1} + 4n_{i+2} - n_{i+3} \right\}^2 \quad \dots (16)$$

ここで、各回線変動成分の差分が等しいとして、 $h_{i-1} - h_{i+1} = h_{i-3} - h_{i-1} = h_{i-2} - h_i = h_i - h_{i+2} = h_{i+1} - h_{i+3} = \Delta$ とすると、以下の(17)式が成り立つ。

$$6\Delta = 6(h_{i-1} - h_{i+1}) = -(h_{i-3} - h_{i-1}) + 4(h_{i-2} - h_i) + 4(h_i - h_{i+2}) - (h_{i+1} - h_{i+3}) \quad \dots (17)$$

(17)式を用いて(16)式を近似すると、次式(18)が得られる。

$$10 \quad \sigma_i'' = \left(\frac{1}{32}\right)^2 \left| n_{i-3} - 4n_{i-2} + 5n_{i-1} - 5n_{i+1} + 4n_{i+2} - n_{i+3} \right|^2 \quad \dots (18)$$

(18)式は、実際には n を ξ に置き換えて計算される。

$$\sigma_i'' = \left(\frac{1}{32}\right)^2 \left| \xi_{i-3} - 4\xi_{i-2} + 5\xi_{i-1} - 5\xi_{i+1} + 4\xi_{i+2} - \xi_{i+3} \right|^2 \quad \dots (19)$$

乗算器202-1～202-6に設定された係数は、(19)式に示す各 ξ の係数と同一であり、この設定された係数は2度の補正を反映している。また、

15 ξ についての加算は加算器24で行われ、加算された値は2乗器25において2乗される。ここで、(18)式において、 $n_{i-3} \sim n_{i+3}$ はガウス分布の確率分布にしたがうものとして、平均電力を $(n_a)^2$ とすると(20)式のように表すことができる。

$$\sigma_i'' = \left(\frac{1}{32}\right)^2 \cdot 84(n_a)^2 \quad \dots (20)$$

20 $\alpha = (1/32)^2(84)$ とおくと、雑音電力($N + I_{\text{other}}$)は次のようになる。

$$N + I_{\text{other}} = \frac{4}{\alpha} \cdot \left(\sigma_3'' + \sigma_4'' + \sigma_5'' \dots + \sigma_{N_c-4}'' \right) / N_c - 6 \quad \dots (21)$$

なお、累積加算器 26 では、2 乗器 25 から出力された σ^2 について累積加算され、乗算器 203 では、 $4 / ((N_c - 6) \alpha)$ が乗算される。 $(N_c - 6)$ は累積加算された σ^2 の数である。

このように本実施の形態によれば、雑音電力の推定過程において、補正を 2 5 回加えることにより、回線変動による誤差を低減し、周波数選択性フェージングにより隣接するサブキャリアの相関性が低くなった場合でも、雑音電力の推定精度を向上させることができる。

(実施の形態 2)

実施の形態 1 では、1 サブキャリア当たりの雑音電力を算出する際に、隣接 10 する 2 サブキャリアの ξ を平均化して用いる場合について説明したが、この実施の形態では、隣接する 4 サブキャリアの ξ を平均化して用いる場合について説明する。

図 6 は、本発明の実施の形態 2 に係る受信系の構成を示すブロック図である。ただし、図 2 と共通する部分については、図 2 と同一の符号を付し、その詳しい説明は省略する。遅延スプレッド判定部 201 は、無線処理部 11 から出力 15 された信号（受信信号）に基づいて、遅延プロファイルを生成し、マルチパスの分散（遅延スプレッド）の度合いを測定する。この測定結果は、周波数選択性フェージングの状態を表しており、隣接するサブキャリアの相関性の高低を判定することができる。すなわち、遅延スプレッド判定部 201 は、測定結果 20 に基づいて、隣接するサブキャリアの相関性の高低を判定し、判定結果を雑音電力推定部 202 に出力する。

雑音電力推定部 202 は、遅延スプレッド判定部 201 の判定結果に基づいて、平均化に用いる ξ の数を変動させる。すなわち、サブキャリア間の相関性が高い場合には、平均化に用いる ξ の数を増やすことにより、雑音電力の推定 25 精度を向上させることができる。また、サブキャリア間の相関性が低い場合には、平均化に用いる ξ の数を減らすことにより、回線変動の差分による誤差が増大するのを防ぐことができる。本実施の形態では、実施の形態 1 に比べ、サ

ブキャリア間の相関性が高いものとし、平均化に用いるもの数を4つに増やしている。

図7は、本発明の実施の形態2に係る雑音電力推定部202の内部構成を示すブロック図である。この図において、図5と共通する部分は図5と同一の符号を付し、その詳しい説明は省略する。図7が図5と異なる点は、加算器21を加算器301に変更した点と、遅延器と乗算器の数をそれぞれ増やした点であり、乗算器303-1～303-12及び乗算器304については係数を変更したものである。

以下、図7に示した雑音電力推定部202が意味する演算について、式を用いて説明する。ここでは、サブキャリア*i*に着目して具体的に求めてみる。

$$\varepsilon_{i-0.5} = \frac{1}{4}(h_{i-2} + n_{i-2}) + \frac{1}{4}(h_{i-1} + n_{i-1}) + \frac{1}{4}(h_i + n_i) + \frac{1}{4}(h_{i+1} + n_{i+1}) \quad \dots (22)$$

$$\varepsilon_{i+0.5} = \frac{1}{4}(h_{i-1} + n_{i-1}) + \frac{1}{4}(h_i + n_i) + \frac{1}{4}(h_{i+1} + n_{i+1}) + \frac{1}{4}(h_{i+2} + n_{i+2}) \quad \dots (23)$$

実施の形態1と同様に、 $\varepsilon_{i-0.5}$ から $\varepsilon_{i+0.5}$ を引いて得られた差分値を2乗して、サブキャリア*i*についての雑音電力を求める。

$$\sigma_i = |\varepsilon_{i-0.5} - \varepsilon_{i+0.5}|^2 \quad \dots (24)$$

(24)式に(22)式及び(23)式を代入し、まとめると次式(25)になる。

$$\sigma_i = \left| \frac{1}{4}(h_{i-2} - h_{i+2}) + \frac{1}{4}(n_{i-2} - n_{i+2}) \right|^2 \quad \dots (25)$$

ここで、回線変動による誤差を小さくするため、(25)式に補正を加える。

$$\sigma'_i = \left| \frac{1}{4}(h_{i-2} - h_{i+2}) + \frac{1}{4}(n_{i-2} - n_{i+2}) - \frac{1}{4}(\hat{h}_{i-2} - \hat{h}_{i+2}) \right|^2 \quad \dots (26)$$

\hat{h}_{i-2} 及び \hat{h}_{i+2} はそれぞれ以下の(27)式、(28)式で表される。

$$\hat{h}_{i-2} = \frac{1}{2}(\varepsilon_{i-2.5} + \varepsilon_{i+1.5})$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{4}(h_{i-4} + n_{i-4}) + \frac{1}{4}(h_{i-3} + n_{i-3}) + \frac{1}{4}(h_{i-2} + n_{i-2}) + \frac{1}{4}(h_{i-1} + n_{i-1}) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{4}(h_{i-3} + n_{i+3}) + \frac{1}{4}(h_{i-2} + n_{i+2}) + \frac{1}{4}(h_{i-1} + n_{i+1}) + \frac{1}{4}(h_i + n_i) \right\} \\
&= \frac{1}{8}(h_{i-4} + 2h_{i-3} + 2h_{i-2} + 2h_{i-1} + h_i + n_{i-4} + 2n_{i-3} + 2n_{i-2} + 2n_{i-1} + n_i) \cdots (27)
\end{aligned}$$

$$\hat{h}_{i+2} = \frac{1}{2}(\varepsilon_{i+1.5} + \varepsilon_{i+2.5})$$

$$5 \quad = \frac{1}{8}(h_i + 2h_{i+1} + 2h_{i+2} + 2h_{i+3} + h_{i+4} + n_i + 2n_{i+1} + 2n_{i+2} + 2n_{i+3} + n_{i+4}) \cdots (28)$$

(27) 式及び (28) 式を (26) 式に代入すると、

$$\begin{aligned}
\sigma_i' &= \left(\frac{1}{32} \right)^2 \left\{ -(h_{i-4} - h_i) - 2(h_{i-3} - h_{i+1}) + 6(h_{i-2} - h_{i+2}) - 2(h_{i-1} - h_{i+3}) - (h_i - h_{i+4}) \right\} \\
&\quad + \left\{ -n_{i-4} - 2n_{i-3} + 6n_{i-2} - 2n_{i-1} + 2n_{i+1} - 6n_{i+2} + 2n_{i+3} + n_i \right\}^2 \cdots (29)
\end{aligned}$$

となる。ここで、周波数選択性フェージングの影響を考慮して、回線変動成分

10 による誤差を小さくするため、(29) 式にさらに補正を加える。

$$\begin{aligned}
\sigma_i'' &= \left(\frac{1}{32} \right)^2 \left\{ -(h_{i-4} - h_i) - 2(h_{i-3} - h_{i+1}) + 6(h_{i-2} - h_{i+2}) - 2(h_{i-1} - h_{i+3}) - (h_i - h_{i+4}) \right\} \\
&\quad - \left\{ -(\hat{h}_{i-4} - \hat{h}_i) - 2(\hat{h}_{i-3} - \hat{h}_{i+1}) + 6(\hat{h}_{i-2} - \hat{h}_{i+2}) - 2(\hat{h}_{i-1} - \hat{h}_{i+3}) - (\hat{h}_i - \hat{h}_{i+4}) \right\} \\
&\quad + \left\{ -n_{i-4} - 2n_{i-3} + 6n_{i-2} - 2n_{i-1} + 2n_{i+1} - 6n_{i+2} + 2n_{i+3} + n_{i+4} \right\}^2 \cdots (30)
\end{aligned}$$

(30) 式を展開すると、次式 (31) になる。

$$\begin{aligned}
15 \quad \sigma_i'' &= \left(\frac{1}{32} \right)^2 \left(\frac{1}{8} \right)^2 \left\{ (h_{i-6} - h_{i-2}) + 4(h_{i-5} - h_{i-1}) - 8(h_{i-4} - h_i) - 20(h_{i-3} - h_{i+1}) + 46(h_{i-2} - h_{i+2}) \right. \\
&\quad \left. - 20(h_{i-1} - h_{i+3}) - 8(h_i - h_{i+4}) + 4(h_{i+1} - h_{i+5}) + (h_{i+2} - h_{i+6}) \right\} \\
&\quad + \{ n_{i-6} + 4n_{i-5} - 8n_{i-4} - 20n_{i-3} + 45n_{i-2} - 24n_{i-1} + 24n_{i+1} - 45n_{i+2} \\
&\quad + 20n_{i+3} + 8n_{i+4} - 4n_{i+5} - n_{i+6} \}^2 \cdots (31)
\end{aligned}$$

ここで、各回線変動成分の差分が等しいとすると、以下の式 (32) が成り

立つ。

$$46\Delta = 46(h_{i-2} - h_{i+2}) = -(h_{i-6} - h_{i-2}) - 4(h_{i-5} - h_{i-1}) + 8(h_{i-4} - h_i) + 20(h_{i-3} - h_{i+1}) \\ + 20(h_{i-1} - h_{i+3}) + 8(h_i - h_{i+4}) - 4(h_{i+1} - h_{i+5}) - (h_{i+2} - h_{i+6}) \quad \dots (32)$$

(32) 式を用いて (31) 式を近似すると、次式 (33) が得られる。

$$5 \quad \sigma_i'' = \left(\frac{1}{32}\right)^2 \left(\frac{1}{8}\right)^2 |n_{i-6} + 4n_{i-5} - 8n_{i-4} - 20n_{i-3} + 45n_{i-2} - 24n_{i-1} + 24n_{i+1} - 45n_{i+2} \\ + 20n_{i+3} + 8n_{i+4} - 4n_{i+5} - n_{i+6}|^2 \quad \dots (33)$$

(33) 式は、実際には n を ξ に置き換えて計算される。2乗の計算については、2乗器25で行われる。

$$10 \quad \sigma_i'' = \left(\frac{1}{256}\right)^2 |\xi_{i-6} + 4\xi_{i-5} - 8\xi_{i-4} - 20\xi_{i-3} + 45\xi_{i-2} - 24\xi_{i-1} + 24\xi_{i+1} - 45\xi_{i+2} \\ + 20\xi_{i+3} + \xi_{i+4} - 4\xi_{i+5} - \xi_{i+6}|^2 \quad \dots (34)$$

乗算器303-1～303-12に設定された係数は、(34)式に示す各 ξ の係数と同一であり、この設定された係数は2度の補正を反映している。また、 ξ についての加算は加算器24で行われ、加算された値は2乗器25において2乗される。ここで、(33)式において、 $n_{i-6} \sim n_{i+6}$ は、ガウス分布の確率分布にしたがうものとして、平均電力を $(n_a)^2$ とすると (35) 式のように表すことができる。

$$15 \quad \sigma_i'' = \left(\frac{1}{256}\right)^2 \cdot 6164 n_a^2 \quad \dots (35)$$

$\alpha = (1/256)^2 (6164)$ とおくと、雑音電力 ($N + I_{\text{other}}$) は次のようになる。

$$20 \quad N + I_{\text{other}} = \frac{4}{\alpha} \cdot (\sigma_6'' + \sigma_7'' + \sigma_8'' \dots + \sigma_{N_c-7}'') / N_c - 12 \quad \dots (36)$$

なお、累積加算器26では、2乗器25から出力された σ'' について累積加算され、乗算器304では、 $4 / ((N_c - 8) \alpha)$ が乗算される。 $(N_c - 8)$ は累積加算された σ'' の数である。

- このように本実施の形態によれば、1 サブキャリア当たりの雑音電力を算出する際に、隣接する4 サブキャリアの ξ を平均化した場合に、雑音電力の推定過程において、補正を2回加えることにより、回線変動による誤差を低減し、周波数選択性フェージングにより隣接するサブキャリアの相関性が低くなっても、雑音電力の推定精度を向上させることができる。

(実施の形態3)

実施の形態1では、雑音電力の推定過程で補正を2回行う場合について説明したが、この実施の形態では、雑音電力の推定過程で補正を3回行う場合について説明する。

- 図8は、本発明の実施の形態3における雑音電力推定部の内部構成を示すブロック図である。この図において、図5と共通する部分は図5と同一の符号を付し、その詳しい説明は省略する。図8が図5と異なる点は、遅延器及び乗算器の数をそれぞれ増やした点であり、乗算器402-1～402-8及び乗算器403については係数を変更したものである。
- 以下、図8に示した雑音電力推定部が意味する演算について、式を用いて説明する。ここでは、サブキャリア*i*に着目して具体的に求めてみる。ただし、実施の形態1において(16)式を導出するまでの過程は同一なので、(16)式以降について説明する。本実施の形態では(16)式にさらに補正を加えた後に、上述した各実施の形態と同様、展開及び近似を行い、次式(37)を得る。

$$\sigma_i^m = \left(\frac{1}{32}\right)^2 \left(\frac{1}{4}\right)^2 \left| -n_{i-4} + 6n_{i-3} - 14n_{i-2} + 14n_{i-1} - 14n_{i+1} + 14n_{i+2} - 6n_{i+3} + n_{i+4} \right|^2 \quad \dots (37)$$

(37)式は、実際には*n*を ξ に置き換えて計算される。

$$\sigma_i^m = \left(\frac{1}{128}\right)^2 \left| -\xi_{i-4} + 6\xi_{i-3} - 14\xi_{i-2} + 14\xi_{i-1} - 14\xi_{i+1} + 14\xi_{i+2} - 6\xi_{i+3} + \xi_{i+4} \right|^2 \quad \dots (38)$$

- 乗算器402-1～402-8に設定された係数は、(38)式に示す各 ξ の係数と同一であり、この設定された係数は3度の補正を反映している。また、

ξについての加算は加算器24で行われ、加算された値は2乗器25において2乗される。ここで、(37)式において、 $n_{i-4} \sim n_{i+4}$ がガウス分布の確率分布にしたがうものとして、平均電力を $(n_a)^2$ とすると、(39)式のように表すことができる。

$$5 \quad \sigma_i'' = \left(\frac{1}{128} \right)^2 \cdot 858 n_a^2 \quad \dots (39)$$

ここで、 $\alpha = (1/128)^2(858)$ とおくと、雑音電力($N + I_{other}$)は次のようになる。

$$N + I_{other} = \frac{4}{\alpha} \cdot \left(\sigma_4'' + \sigma_5'' + \sigma_6'' \dots + \sigma_{N_c-5}'' \right) / N_c - 8 \quad \dots (40)$$

このように本実施の形態によれば、雑音電力の推定過程において、補正を3
10 回加えることにより、雑音電力の推定精度をさらに向上させることができる。

(実施の形態4)

実施の形態3では、サブキャリアの雑音電力を算出する際に、隣接する2サブキャリアのξを平均化して用いる場合に、雑音電力推定過程において、補正を3回行うことについて説明したが、この実施の形態では、隣接する4サブ
15 キャリアのξを平均化して用いる場合に、雑音電力推定過程において、補正を3回行うことについて説明する。

図9は、本発明の実施の形態4に係る雑音電力推定部の内部構成を示すブロック図である。この図において、図5と共通する部分は図5と同一の符号を付し、その詳しい説明は省略する。図9が図5と異なる点は、遅延器及び乗算器
20 の数をそれぞれ増やした点であり、乗算器502-1～502-16及び乗算器503については係数を変更したものである。

以下、図9に示した雑音電力推定部が意味する演算について、式を用いて説明する。ここでは、サブキャリアiに着目して具体的に求める。ただし、実施の形態2において(31)式を導出するまでの過程は同一なので、(31)式
25 以降について説明する。本実施の形態では(31)式にさらに補正を加えた後

に、上述した各実施の形態と同様、展開及び近似を行い、次式(41)を得る。

$$\sigma_i^m = \left(\frac{1}{256}\right)^2 \left(\frac{1}{8}\right)^2 \left| -n_{i-8} - 6n_{i-7} + 6n_{i-6} + 58n_{i-5} - 62n_{i-4} - 174n_{i-3} + 366n_{i-2} - 238n_{i-1} \right. \\ \left. + 238n_{i+1} - 366n_{i+2} + 174n_{i+3} + 62n_{i+4} - 58n_{i+5} - 6n_{i+6} + 6n_{i+7} + n_{i+8} \right|^2 \quad \dots (41)$$

(41)式は、実際にはnをξに置き換えて計算される。

$$5 \quad \sigma_i^m = \left(\frac{1}{2048}\right)^2 \left| -\xi_{i-8} - 6\xi_{i-7} + 6\xi_{i-6} + 58\xi_{i-5} - 62\xi_{i-4} - 174\xi_{i-3} + 366\xi_{i-2} - 238\xi_{i-1} \right. \\ \left. + 238\xi_{i+1} - 366\xi_{i+2} + 174\xi_{i+3} + 62\xi_{i+4} - 58\xi_{i+5} - 6\xi_{i+6} + 6\xi_{i+7} + \xi_{i+8} \right|^2 \quad \dots (42)$$

乗算器502-1～502-16に設定された係数は、(42)式に示す各ξの係数と同一であり、この設定された係数は3度の補正を反映している。また、ξについての加算は加算器24で行われ、加算された値は2乗器25において2乗される。ここで、(41)式において、 $n_{i-8} \sim n_{i+8}$ がガウス分布の確率分布にしたがうものとして、平均電力を $(n_a)^2$ とすると、(43)式のように表すことができる。

$$\sigma_i^m = \left(\frac{1}{2048}\right)^2 \cdot 456314 n_a^2 \quad \dots (43)$$

ここで、 $\alpha = (1/2048)^2(456314)$ とおくと、雑音電力($N + I_{other}$)は次のようになる。

$$15 \quad N + I_{other} = \frac{4}{\alpha} \cdot \left(\sigma_8'' + \sigma_9'' + \sigma_{10}'' \dots + \sigma_{N_c-9}'' \right) / N_c - 16 \quad \dots (44)$$

このように本実施の形態によれば、サブキャリアの雑音電力を算出する際に、隣接する4サブキャリアのξを平均化して用いる場合に、雑音電力推定過程において、補正を3回行うことにより、雑音電力の推定精度をさらに向上させることができる。

(実施の形態5)

実施の形態2では、遅延スプレッドを測定することにより周波数選択性フェージングの状態を推定し、遅延スプレッドの測定結果に基づいて、平均化に用

いるサブキャリア数、すなわち、周波数方向に配置されたパイロット数を調節する場合について説明したが、本発明の実施の形態では、平均化に用いる時間方向に配置されたパイロット数を調節する場合について説明する。

図10は、本発明の実施の形態5に係る受信系の構成を示すブロック図である。ただし、図10が図6と共通する部分には、図6と同一の符号を付し、その詳しい説明は省略する。図10が図6と異なる点は、遅延スプレッド判定部201をfD推定部1001に変更した点と、雑音電力推定部202を雑音電力推定部1002に変更した点である。

fD推定部1001は、無線処理部11から出力された信号（受信信号）に基づいて、ドップラー周波数を推定し、推定したドップラー周波数を雑音電力推定部1002に出力する。

雑音電力推定部1002は、fD検出部1001の推定結果に基づいて、同相加算に用いる時間方向に配置されたPICHの数を変動させる。すなわち、ドップラー周波数が小さい場合には、フェージングの変動が緩やかなので、同相加算に用いる時間方向に配置されたPICHの数を増やすことにより、雑音電力の推定精度を向上させることができる。また、ドップラー周波数が大きい場合には、フェージングの変動が激しいので、同相加算に用いる時間方向に配置されたPICHの数を減らすことにより、回線変動の差分による誤差が増大するのを防ぐことができる。

このように本実施の形態によれば、ドップラー周波数に基づいて、同相加算に用いる時間方向に配置されたPICHの数を変動させることにより、フェージングによる影響を軽減し、雑音電力の推定精度をさらに向上させることができる。

以上説明したように、本発明によれば、雑音電力を推定する際に、異なるサブキャリアにおける回線変動の差分を複数回繰り返し補正することにより、周波数選択性フェージングによって、隣接するサブキャリア間の相関性が低くなっても、雑音電力の推定精度を向上させることができる。

なお、上述した各実施の形態では、補正した1つのサブキャリア当たりの雑音電力を全搬送波について求めた値を累積加算し、得られた値を平均化して雑音電力を推定するものとして説明したが、本発明はこれに限らず、補正した1つのサブキャリア当たりの雑音電力を所望のサブキャリアについて求めた値を累積加算し、得られた値をその所望のサブキャリア数で平均化してもよい。

また、上述した各実施の形態で説明したパイロット信号（P I C H）は、時間多重、周波数多重、スキャッタード多重、コード多重など、多重方式はなんでもよい。

また、本発明の雑音電力推定方法及び雑音電力推定装置は、M I M O - O F D Mや送信ダイバーシチに適用することもできる。M I M O - O F D Mや送信ダイバーシチは基本的に多くのスキャッタードがあり、アンテナ毎の伝搬路が大きな選択性フェージングを受け、受信電力がサブキャリア間で大きく変動すると考えられ、本発明の雑音電力推定方法及び雑音電力推定装置を適用することにより、雑音電力の推定精度を向上させることができる。

本明細書は、2003年2月17日出願の特願2003-038935に基づくものである。この内容をここに含めておく。

産業上の利用可能性

本発明は、無線受信装置に用いるに好適である。

請求の範囲

1. 複数の搬送波に配置された既知信号の相関値を平均化し、
前記既知信号の相関値の平均値を用いて1つの搬送波当たりの雑音電力を算出し、
- 5 搬送波間の回線変動の差分によって生じる前記雑音電力の算出誤差を前記既知信号に基づいて複数回補正し、
所望の搬送波帯における補正した1つの搬送波当たりの雑音電力を累積加算し、
前記累積加算して得られた値に所定の値を乗算することにより平均化して
- 10 雑音電力を推定する雑音電力推定方法。
2. 搬送波間の回線変動の差分によって生じる前記1つの搬送波当たりの雑音電力の算出誤差を該当する搬送波における前記既知信号の相関値の平均値を用いて補正し、さらに、前記補正によって生じる誤差を繰り返し補正する請求の範囲1に記載の雑音電力推定方法。
- 15 3. 隣接する複数の搬送波における前記既知信号の相関値を平均化する際、前記隣接する複数の搬送波として用いる数を可変とする請求の範囲1に記載の雑音電力推定方法。
4. 受信信号に基づいてマルチパスの分散の度合いを測定し、測定したマルチパスの分散の度合いから隣接する搬送波間の相関性の高低を判定し、隣接する
- 20 搬送波間の相関性が高い場合、前記隣接する複数の搬送波として用いる数を増やし、隣接する搬送波間の相関性が低い場合、前記隣接する複数の搬送波として用いる数を減らす請求の範囲3に記載の雑音電力推定方法。
5. 受信信号に基づいてドップラー周波数を推定し、推定したドップラー周波数が小さい場合、時間方向に配置された既知信号を用いる数を増やし、推定し
- 25 たドップラー周波数が大きい場合、時間方向に配置された既知信号を用いる数を減らし、搬送波毎に複数の既知信号の相関値を同相加算した値を前記既知信号の相関値として用いる請求の範囲1に記載の雑音電力推定方法。

6. 通信相手から複数の搬送波を用いて送信された信号から既知信号を抽出する既知信号抽出手段と、

隣接する複数の搬送波における前記既知信号の相関値にそれぞれ所定の係数を乗算する第1乗算手段と、

- 5 前記乗算結果を加算した後、2乗することで1つの搬送波当たりの雑音電力を算出する2乗手段と、

前記2乗手段によって算出された1つの搬送波当たりの雑音電力を所望の搬送波分累積加算する累積加算手段と、

- 10 前記累積加算手段によって算出された累積加算値に所定の値を乗算することで平均化する第2乗算手段と、

を具備し、

前記第1乗算手段は、搬送波間の回線変動の差分によって生じる1つの搬送波当たりの雑音電力の算出誤差を、前記既知信号に基づいて複数回補正した結果を反映する所定の係数が設定された雑音電力推定装置。

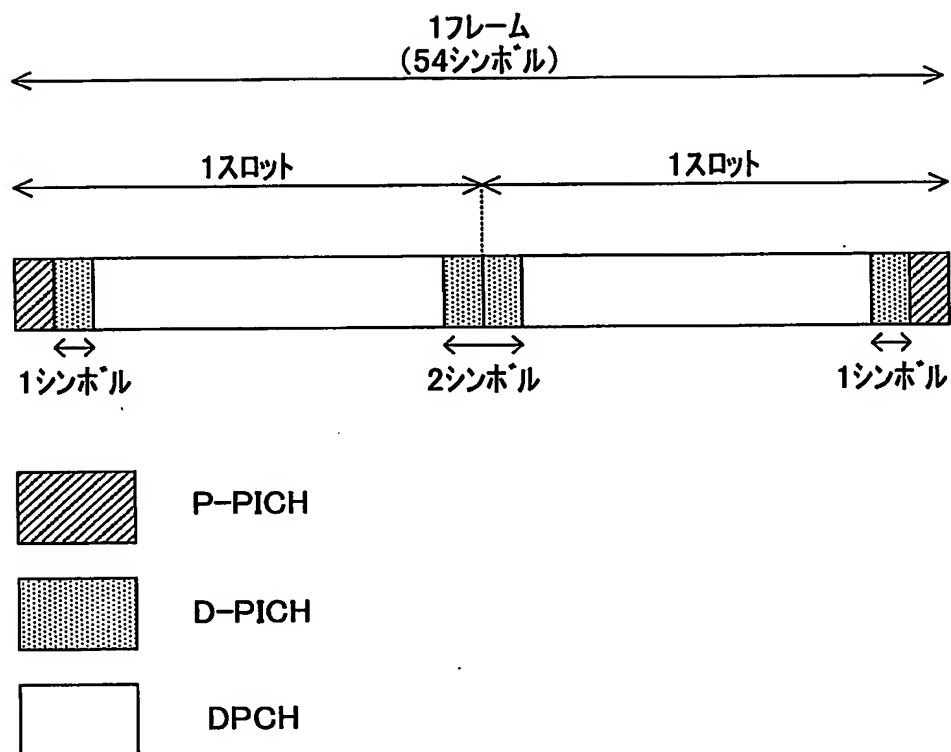


图 1

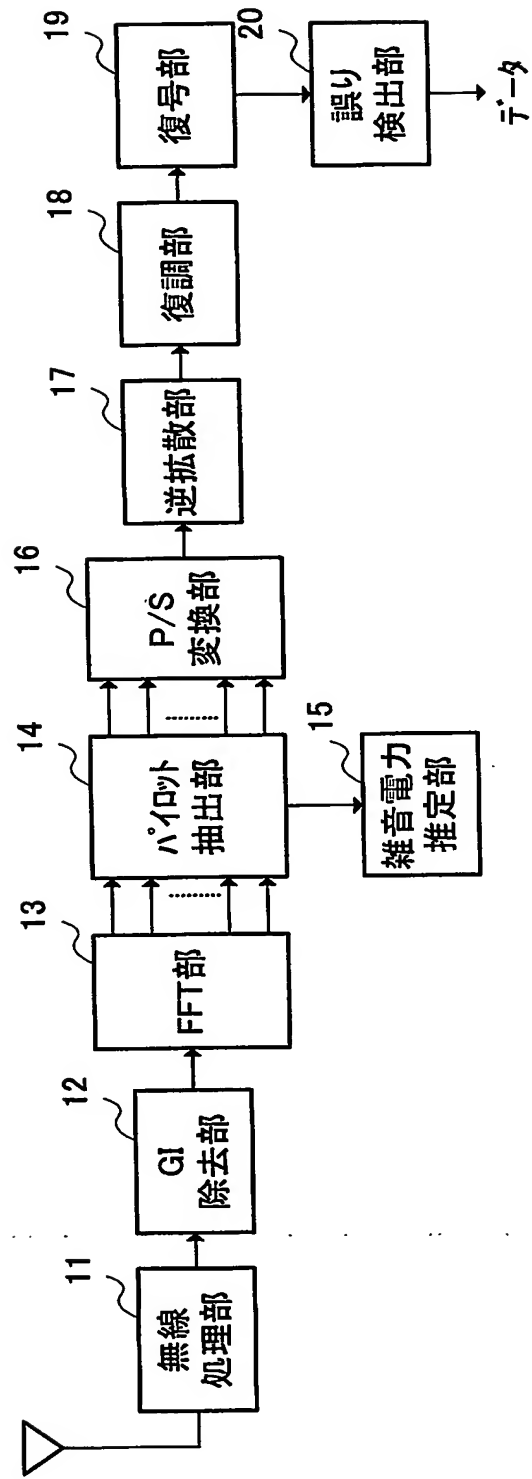


図 2

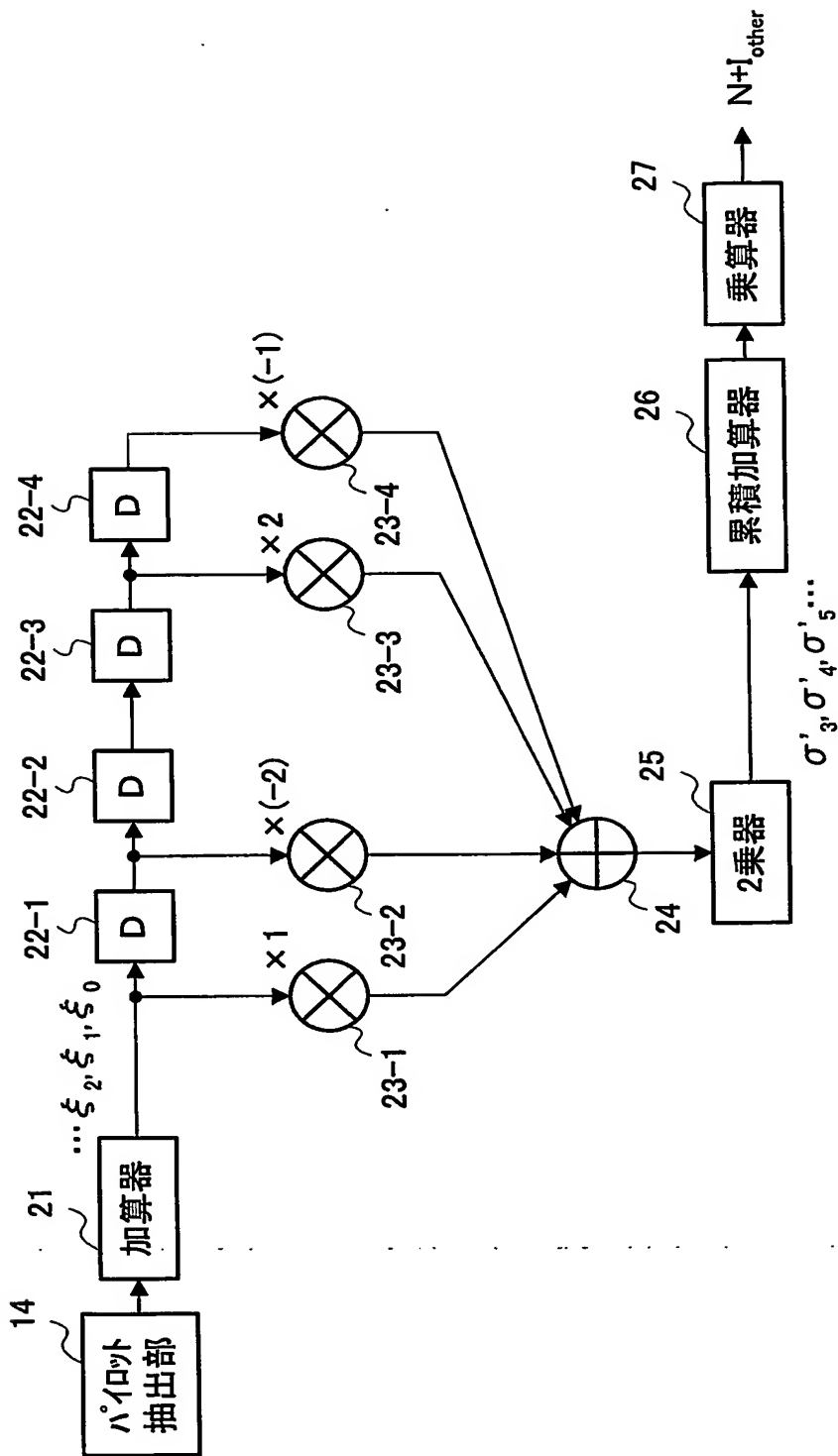


図 3

4/10

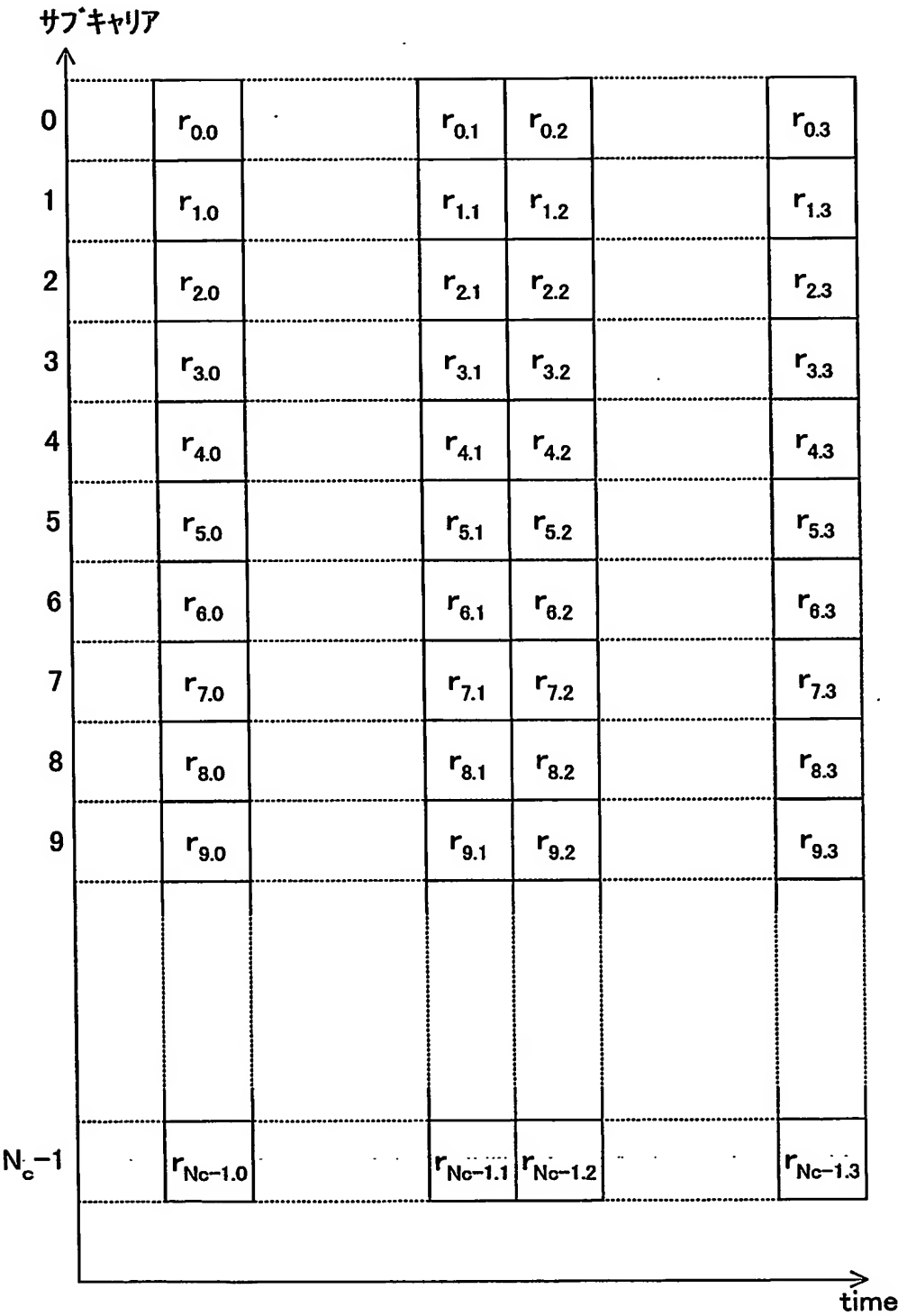


図 4

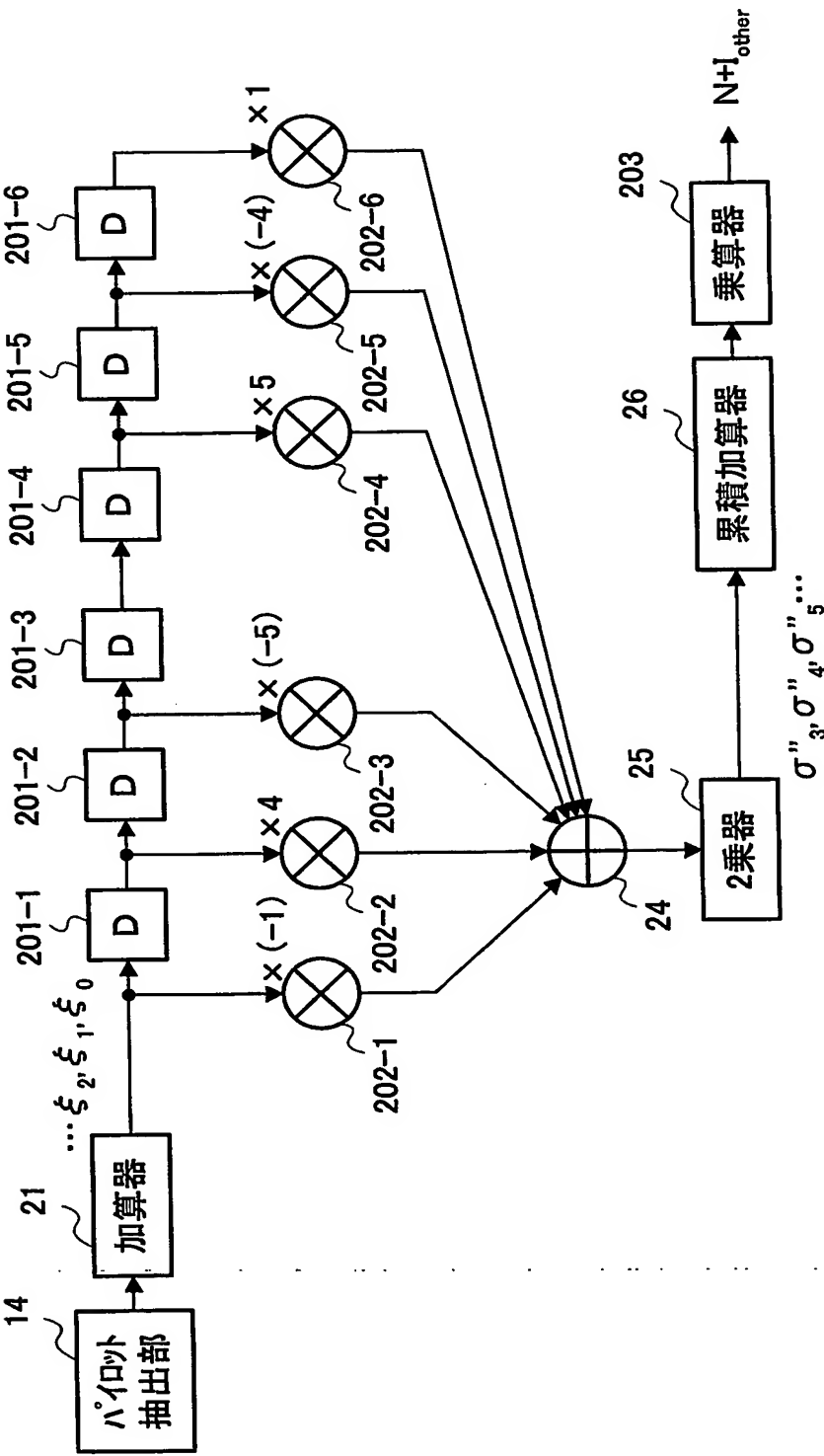


図 5

6/10

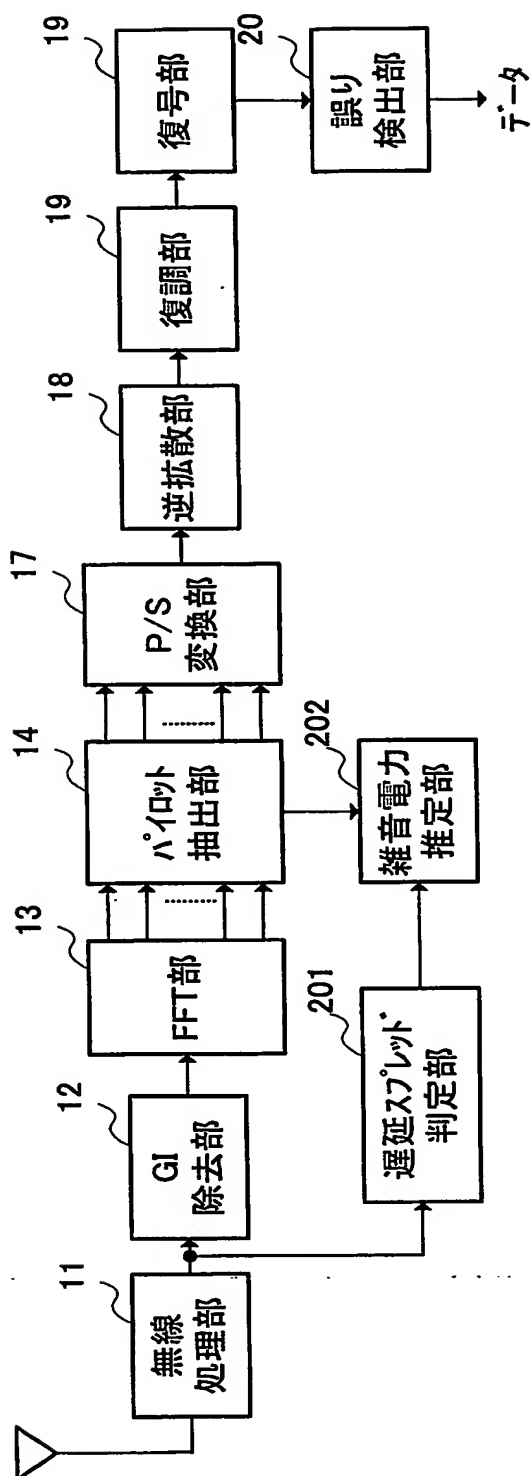


図 6

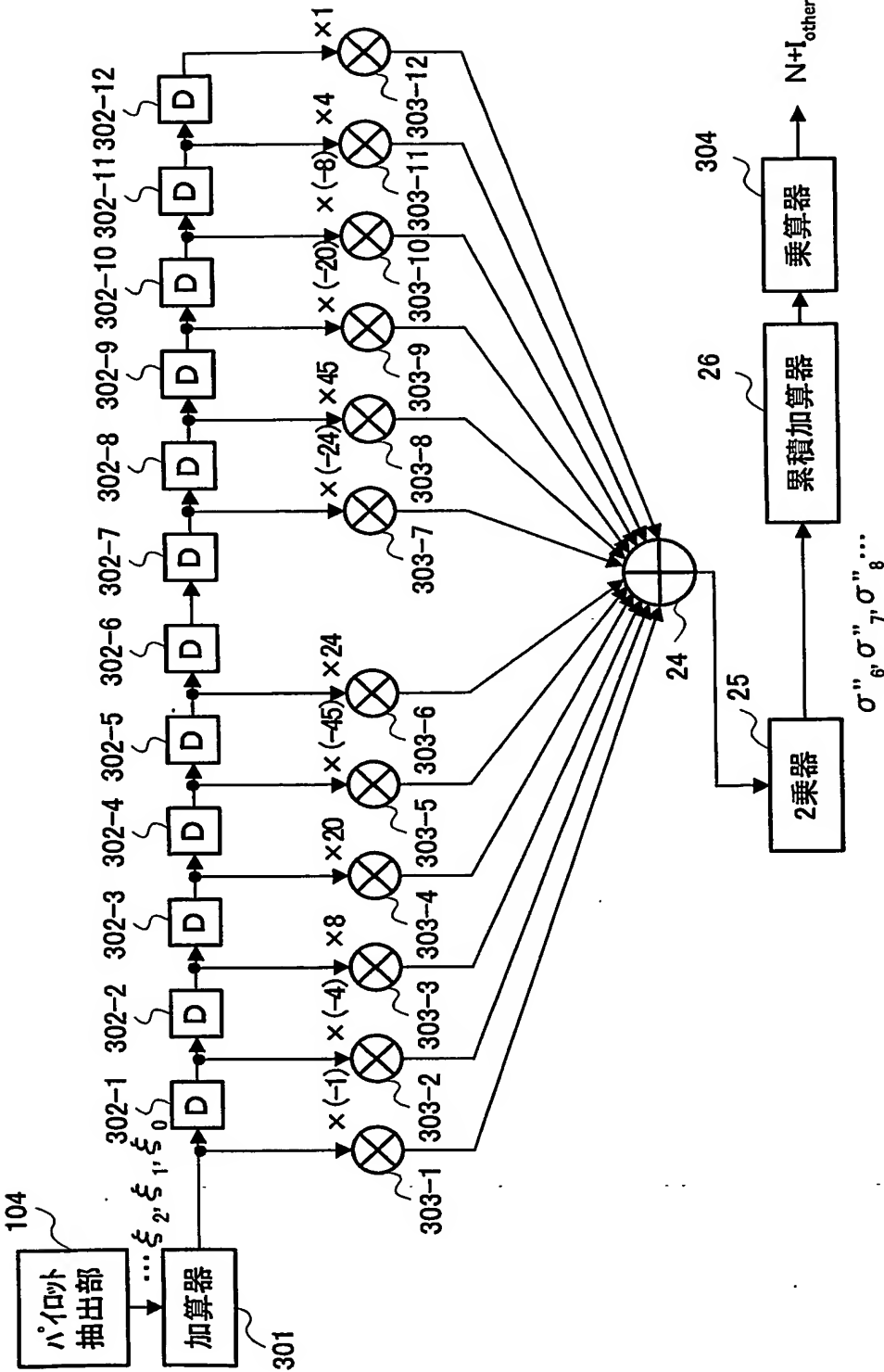


図 7

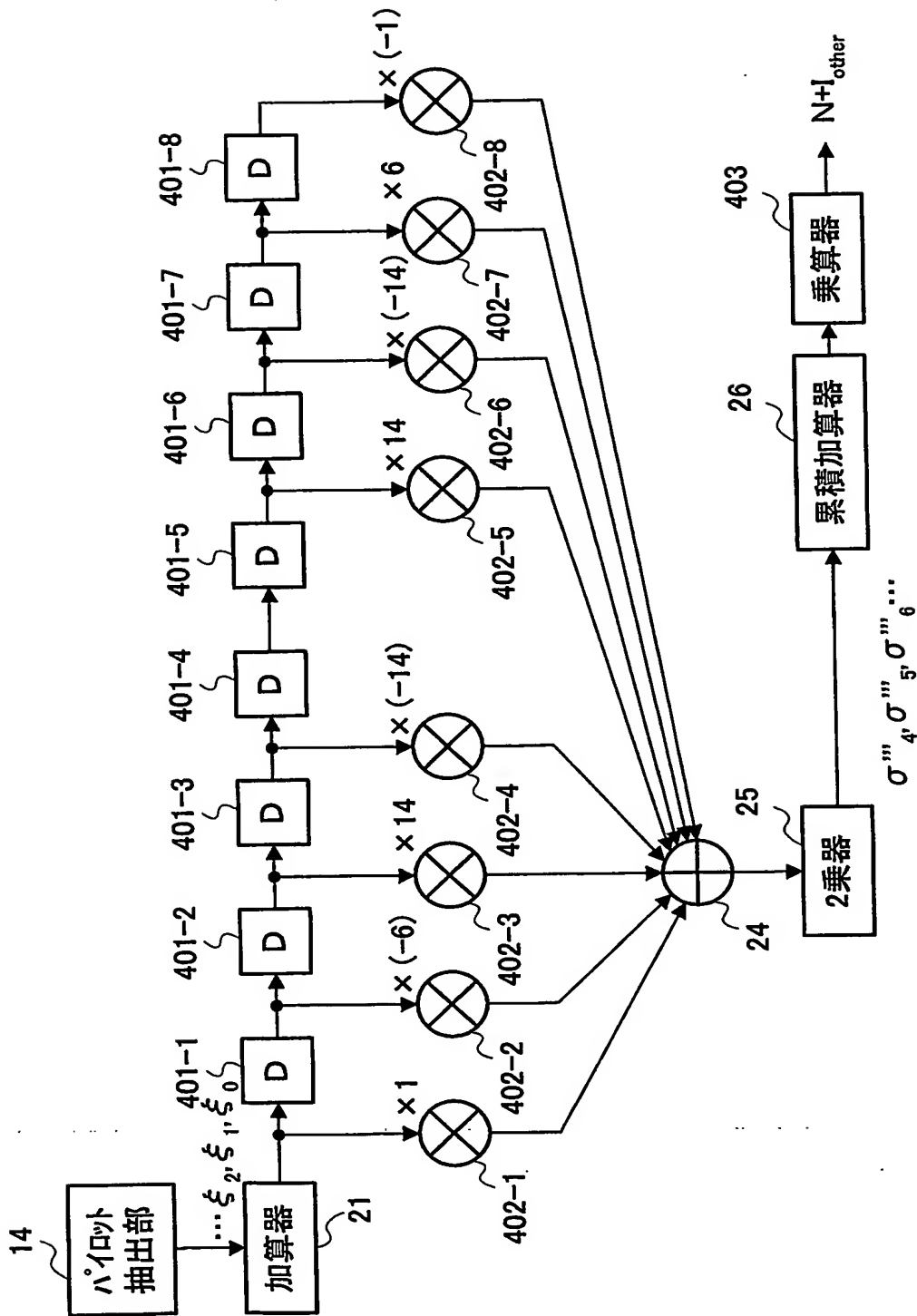


図 8

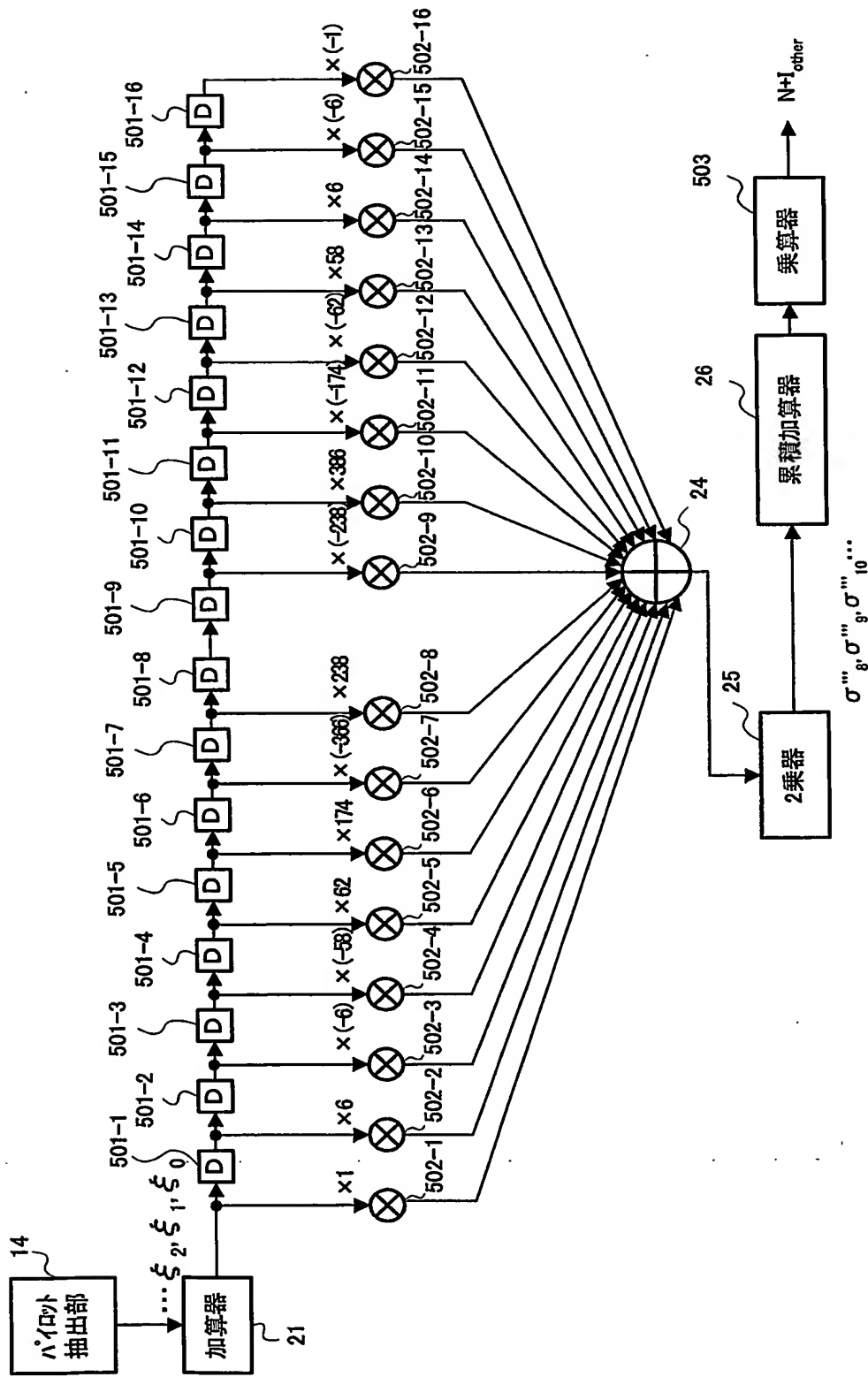


図 9

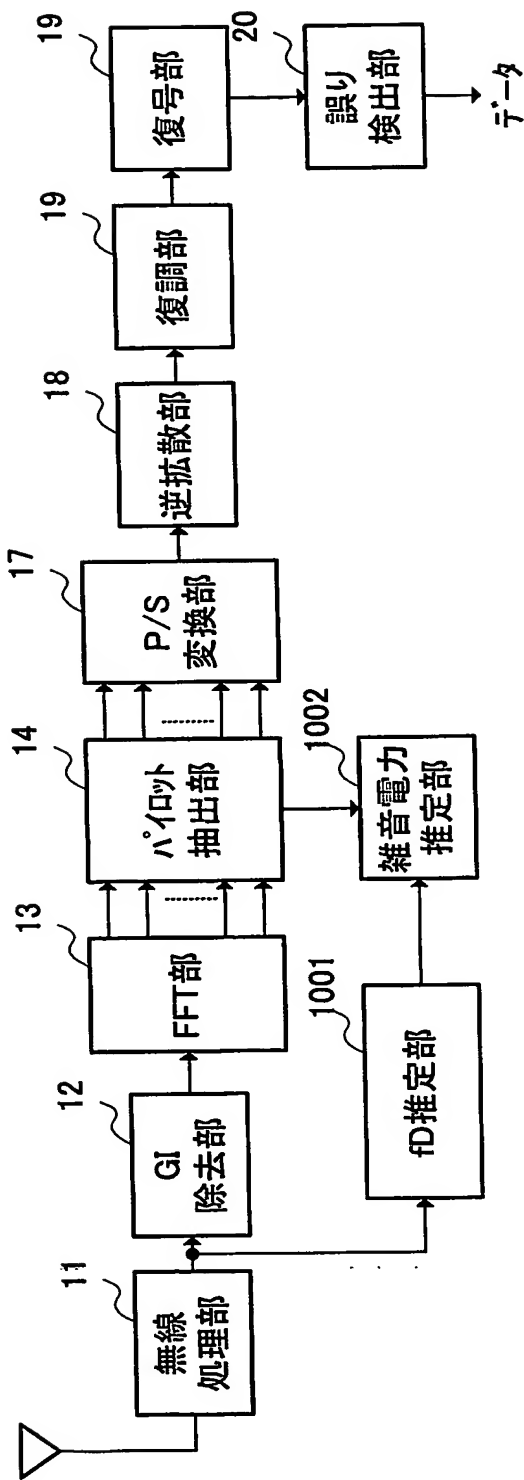


図 10

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/001633

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04J11/00, H04J1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04J11/00, H04J1/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Noriyuki MAEDA, Hiroyuki ATARASHI, Sadayuki ABETA, Mamoru SAWAHASHI, "Pilot Channel Assisted MMSE Combining in Forward Link for Broadband OFCDM Packet Wireless Access", IEICE TRANSACTIONS FUNDAMENTALS, Vol.E85-A, No.7, 2002.07, pages 1635 to 1646	1-6
A	Yoshihisa KISHIYAMA, Noriyuki MAEDA, Hiroyuki ATARASHI, Mamoru SAWAHASHI, "VSF-OFCDM ni okeru Pilot Channel Kosei no Kento", The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.102, No.373, 10 October, 2002 (10.10.02), pages 19 to 24	1-6

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
21 May, 2004 (21.05.04)Date of mailing of the international search report
08 June, 2004 (08.06.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/001633

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-348046 A (Mitsubishi Electric Corp.), 05 December, 2003 (05.12.03), Full text; all drawings (Family: none)	1-6
A	JP 2003-258766 A (NTT Docomo Inc.), 12 September, 2003 (12.09.03), Full text; all drawings & EP 1324513 A2 & CA 2415170 A1 & US 2003/0123530 A1 & CN 1430364 A & KR 2003057469 A & SG 100806 A1	1-6

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J11/00, H04J 1/00

B. 調査を行った分野
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J11/00, H04J 1/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926年-1996年
日本国公開実用新案公報 1971年-2004年
日本国登録実用新案公報 1994年-2004年
日本国実用新案登録公報 1996年-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	Noriyuki MAEDA, Hiroyuki ATARASHI, Sadayuki ABETA, Mamoru SA WAHASHI, "Pilot Channel Assisted MMSE Combining in Forward Link for Broadband OFCDM Packet Wireless Access", IEICE TRA NSACTIONS FUNDAMENTALS, VOL. E85-A, NO. 7, 2002. 07, pp. 1635-16 46	1-6
A	岸山祥久, 前田規行, 新博行, 佐和橋衛, "VSF-OFCDMに おけるパイロットチャネル構成の検討", 電子情報通信学会技術研 究報告, Vol. 102, No. 373, 2002. 10. 10, pp. 19-24	1-6

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に関する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
21. 05. 2004

国際調査報告の発送日
08. 6. 2004

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/J P)
郵便番号 100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
高野 洋

5 K 9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2003-348046 A (三菱電機株式会社) , 2003. 12. 05, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2003-258766 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) , 2003. 09. 12, 全文, 全図 &EP 1324513 A2 &CA 2415170 A1 &US 2003/0123530 A1 &CN 1430364 A &KR 2003057469 A &SG 100806 A1	1-6